

(19) Japan Patent Office
(JP)(12) **Japanese Unexamined Patent
Application Publication (A)**(11) Japanese Unexamined Patent
Publication Number**H 11-155245**

(3) Publication date: July 13, 1999

(51) Int. Cl. ⁶ Identification codes

F1

H 02 J 17/00

H 02 J 17/00 B

B 60 5/00

B 60 5/00 B

Request for examination: Not yet requested: Number of claims: 6 OL (Total of 9 pages)

(21) Application number 9-321806

(71) Applicant 000002059

(22) Date of application November 21, 1997

Shinko Denki K.K. [Shinko Electric Co., Ltd.]
2-14 Toyo, 7-chome, Koto-ku, Tokyo

(72) Inventor Atsushi OKUNO

Shinko Electric K.K. Ise Office
100 Takenohana-machi, Ise-shi, Mie

(74) Agent Masatake SHIGA, Patent Attorney (and 11 others)

(54) Title of Invention:

Primary power supply-side power device in non-contact power supply

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To monitor load resonance in a primary feeder, to adjust the circuit constant itself so that it has a resonance frequency close to that of a power-receiving apparatus, and to supply power efficiently to the power-receiving apparatus.

SOLUTION: The power device 1 supplies a primary feeder 9 with high-frequency current according to an input signal related to the oscillation frequency. A phase-locking circuit 3 uses an output current and resonance voltage in the primary feeder 9 as input signals and determines the oscillation frequency fed to the power circuit 1 so that these phases coincide. An inductance adjusting circuit 6 is connected to the primary feeder 9 and adjusts the inductance value of the entire primary feeder 9, on the basis of a control signal. A control-signal generating circuit 5 uses the difference in resonance frequencies in a resonance circuit for power-receiving apparatus 10a-10n which receive power from the primary feeder 9 and the oscillation frequency determined by the phase-locking circuit 3 as an input signal, and generates a control signal supplied to the inductance adjusting circuit 6 so that the input difference is maintained within a specified range.

Claims

Claim 1 A primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with:

- a power circuit which supplies high-frequency current to a primary feeder;

- a phase-locking circuit which uses the output current and the resonance voltage in the primary feeder as input signals, supplying an oscillation frequency to the power circuit and adjusting the frequency of the high-frequency current so that the phases of the output current and the resonance voltage coincide;

- an inductance adjusting circuit which is connected to the primary feeder and which adjusts the inductance value of the entire feeder; and

- a control signal generating circuit which calculates the difference between the load resonance frequency supplying power from the primary feeder and the oscillation frequency of the phase-locking circuit, supplying a control signal to the inductance adjusting circuit so that this difference signal remains within a specified range.

Claim 2 The inductance adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with a variable reactor which is connected in series to the primary feeder and which adjusts the inductance value of the entire feeder according to the control signal.

Claim 3 The inductance adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with one or more reactors which are connected in series to the primary feeder, and a switch which is connected in parallel to each of the reactors; and [the inductance adjusting circuit] adjusts the inductance value of the entire feeder by turning the switch on and off in response to the control signal.

Claim 4 The primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with:

- a phase-locking circuit which uses the output current and resonating voltage in the primary feeder as input signals, supplying an oscillation frequency to the power circuit and adjusting the frequency of the high-frequency current so that the phases of the output current and the resonance voltage coincide;

- a capacitor adjusting circuit which is connected to the primary feeder and which adjusts the inductance value of the entire feeder; and

- a control signal generating circuit which calculates the difference between the load resonance frequency supplying power from the primary feeder and the oscillation frequency of the phase-locking circuit, supplying a control signal to the capacitor adjusting circuit so that this difference signal remains within a specified range.

Claim 5 The capacitor adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with a variable reactor which is connected in series to the primary feeder and which adjusts the capacitance of the entire feeder according to the control signal.

Claim 6 The capacitor adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with one or more condensers which are connected in series to the primary feeder, and a switch which is connected in parallel to each of the reactors; and [the capacitor adjusting circuit] adjusts the capacitance of the entire feeder by turning the switch on and off in response to the control signal.

Detailed Description of the Invention

0001

Industrial Field of the Invention

This invention relates to primary power supply-side power devices in non-contact power supplies which supply power through a primary feeder.

0002

Prior Art

When high-frequency current flows in the primary feeder on the power supply side, the secondary windings provided in the power-receiving apparatus which receives electric power is electromagnetically coupled to the magnetic field generated in the primary feeder and voltage is conducted. The use of this principle wherein non-contact power is supplied from a primary feeder to a secondary winding is called non-contact power supply. FIG. 10 shows a prior art example of a primary power supply-side in a power supply. The primary constituent elements of this device are a power circuit 1 and a phase-locking circuit 1 [sic: "3"]. This power circuit 1 comprises a high-frequency inductor or the like, and high-frequency current is supplied to the primary feeder 9 for non-contact power supply based on the input signal relating to the oscillation frequency f transmitted from the phase-locking circuit 3. Moreover, the phase-locking circuit 3 uses the output current and the resonant voltage in the primary feeder 9 as input signals and determines the oscillation frequency f to be applied to the power circuit 1 so that the output current and the resonant voltage coincide. In this case, the output current which is inputted is detected by a current detector part 2 consisting of a current transformer or the like, and the resonant voltage is detected by a potential transformer 8. Locking the phase-lock circuit 3 in this way so that the phases coincide serves to tune the primary feeder to the inductance $L1 \sim Ln$ which is generated between the power-receiving apparatus $10a \sim 10n$ which receive power by means of non-contact power supply and to the load resonance f which is the load-side LC resonant frequency from the capacitor C , to perform frequency control, thereby increasing the efficiency of power supply. Although the primary feeder 9 is a distributed constant circuit which distributes

inductance, $L_1 \sim L_n$ in FIG. 10 collectively expresses the inductance distributed at appropriate locations along the right-of-way. Note that the power-receiving apparatus 10a~10n which receives power supply are thought of as multiple transport vehicles which travel along a predetermined track and, in such case, the primary feeder 9 is installed along this track. The secondary windings provided in the power-receiving apparatus 10a~10n are resonant circuits intended to increase the effective power. Furthermore, the resonant frequency of these resonant circuits is typically fixed in order to simplify their constitution.

0003

Problems Which the Invention Is Intended to Resolve

However, there are cases in which there are multiple transport vehicles (the power-receiving apparatus) starting and stopping, and in which the number of transport vehicles on the track varies. Inductance L on the primary feeder-side will also vary due to this starting and stopping of the transport vehicles as well as due to variations in the number of vehicles. Thus, the value of inductance $L_1 \sim L_n$ shown in FIG. 10 changes and, as a result, the load resonance f varies. Therefore, there is a disparity between the resonance frequency f_0 of the transport vehicles and the load resonance f on the primary feeder 9 side, and it becomes impossible to supply power efficiently. Thus, as shown in FIG. 11, the greater the disparity between the load resonance f on the primary feeder-side versus the resonance frequency of the transport vehicles f_0 , the less power is supplied to the transport vehicles. Moreover, there is the problem of impediments to operating the transport vehicles if there is a deviation from the load resonance f range $f_0 \pm \Delta f$ which is necessary to obtain the power needed by transport vehicles. Although, for example, capacitors on the transport vehicle-side can be provided with the ability to make minute adjustments in order to bring the resonance frequency f_0 on the transport vehicle-side in line with the load resonance f , this capability needs to be provided for each transport vehicle, thereby leading to increased costs.

0004

In view of these circumstances, it is therefore an objective of the present invention to provide a primary power supply-side power device in a non-contact power supply which can efficiently supply power to a power-receiving apparatus by monitoring load resonance f and by adjusting the circuit constant of the primary feeder so that it approaches the receiving apparatus resonance frequency f_0 .

0005

Means of Solving the Problems

To achieve the above objective, the invention disclosed in Claim 1 of this invention is primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with a power circuit which supplies high-frequency current to a primary feeder; a phase-locking circuit which uses the output current and the resonance voltage in the primary feeder as input signals, supply-

ing an oscillation frequency to the power circuit and adjusting the frequency of the high-frequency current so that the phases of the output current and the resonance voltage coincide; an inductance adjusting circuit which is connected to the primary feeder and which adjusts the inductance value of the entire feeder; and a control signal generating circuit which calculates the difference between the load resonance frequency supplying power from the primary feeder and the oscillation frequency of the phase-locking circuit, supplying a control signal to the inductance adjusting circuit so that this difference signal remains within a specified range. In the invention disclosed in Claim 2, the inductance adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with a variable reactor which is connected in series to the primary feeder and which adjusts the inductance value of the entire feeder according to the control signal. In the invention disclosed in Claim 3, the inductance adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with one or more reactors which are connected in series to the primary feeder, and a switch which is connected in parallel to each of the reactors; and [the inductance adjusting circuit] adjusts the inductance value of the entire feeder by turning the switch on and off in response to the control signal. In the invention disclosed in Claim 4, the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with a phase-locking circuit which uses the output current and resonating voltage in the primary feeder as input signals, supplying an oscillation frequency to the power circuit and adjusting the frequency of the high-frequency current so that the phases of the output current and the resonance voltage coincide; a capacitor adjusting circuit which is connected to the primary feeder and which adjusts the inductance value of the entire feeder; and a control signal generating circuit which calculates the difference between the load resonance frequency supplying power from the primary feeder and the oscillation frequency of the phase-locking circuit, supplying a control signal to the capacitor adjusting circuit so that this difference signal remains within a specified range. In the invention disclosed in Claim 5, the capacitor adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with a variable reactor which is connected in series to the primary feeder and which adjusts the capacitance of the entire feeder according to the control signal. In the invention disclosed in Claim 6, the capacitor adjusting circuit of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply is furnished with one or more condensers which are connected in series to the primary feeder, and a switch which is connected in parallel to each of the reactors; and [the capacitor adjusting circuit] adjusts the capacitance of the entire feeder by turning the switch on and off in response to the control signal.

0007

Embodiments of the Invention

The primary power supply-side power device in a non-contact power supply of this invention according to an embodiment thereof is described as follows with reference to the drawings.

Embodiment 1 FIG. 1 is a block diagram illustrating a first embodiment of the primary

power supply-side power device in a non-contact power supply of the present invention. This apparatus according to FIG. 1 comprises the following constituent elements: power circuit 1, phase-locking circuit 3, control signal generating circuit 5, and inductance adjusting circuit 6. The power circuit 1 supplies high-frequency current to a primary feeder 9 (indicated by the thick line in the drawing) to supply non-contact power based on the input signal relating to the oscillation frequency f from the phase-locking circuit 3, and is constituted of a high frequency inverter, or the like. The phase-locking circuit 3 uses the output current and resonant voltage in the primary feeder 9 as input signals and adjusts the oscillation frequency f supplied to the power circuit 1 so that the phases of the output current and the resonant voltage coincide. Therefore, variations in the LC resonant frequency due to changes in the inductance the load in the primary feeder are monitored and the current frequency is varied by the power circuit 1. The output current which is inputted here is detected by the current detection part 2 of a current transformer or the like, and resonant voltage is detected by a potential transformer 8 or the like. By locking with the phase-locking circuit 3 in this way so that the phases coincide serves to tune the primary feeder to the inductance $L1 \sim Ln$ which is generated between the power-receiving apparatus $10a \sim 10n$ which receive power by means of non-contact power supply and to the load resonance f which is the load-side LC resonant frequency from the capacitor C (hereinafter "load resonance"), To perform frequency control. Therefore, the oscillation frequency of the current in the power circuit 1 in this circuit is adjusted so that it coincides with the load resonance f . Although the primary feeder 9 is a distributed constant circuit and that inductance is distributed, the inductance which is placed at appropriate locations along the right-of-way is expressed collectively as $L1 \sim Ln$.

0008

Moreover, the inductance adjusting circuit 6 is connected to the primary feeder 9 and adjusts the entire primary feeder 9 inductance value based on the control signal from the control signal generating circuit 5. The control signal generating circuit 5 inputs the difference between the resonance frequency f_0 supplying power from the primary feeder 9 in the resonance circuit provided in the power-receiving apparatus $10a \sim 10n$, which is to say the resonance frequency f_0 which supplies power from the primary feeder 9, and the oscillation frequency f which is determined by the phase-locking circuit 3, and generates a control signal which it supplies to the inductance adjusting circuit 6 so that this input difference remains within a specified range. This difference ($f_0 - f$) is computed by a subtraction circuit 4. Thus, inductance is adjusted by the inductance adjusting circuit 6 based on the control signal from the control signal generating circuit 5 in the primary power supply-side power device in a non-contact power supply shown in FIG. 1 and the inductance $L1 \sim Ln$ generated by the power-receiving apparatus $10a \sim 10n$, the inductance in the inductance adjusting circuit 6, and the load resonance f from the capacitor C on the primary feeder-side are adjusted to remain within a specified range centering on the resonance frequency f_0 of the power-receiving apparatus $10a \sim 10n$. Note that the power-receiving apparatus

10a~10n which receives power supply are thought of as multiple transport vehicles which travel along a predetermined track and the primary feeders 9 are installed along this track. Moreover, the secondary windings provided in the power-receiving apparatus 10a~10n are resonant circuits intended to increase the effective power, and the resonant frequencies f_o of these resonant circuits is typically fixed.

0009

The following is a more detailed description of the circuits constituting the primary power supply-side power device in a non-contact power supply. FIG. 2 shows an example of the constitution of the phase-locking circuit 3 and it is comprised of a phase comparator 31, a filter 32, and a voltage controlled oscillator (VCO) 33. This circuit is a phase lock loop (PLL), and it puts the output current and the resonant voltage frequency phases into agreement, which is to say it is a 0° locking PLL. The following is a brief description of the phase comparator 31, filter 32, and the VCO 33 which constitute the phase-locking circuit 3. FIG. 3 explains the operation of the phase comparator 31 in the phase-locking circuit 3. FIG. 3 (a) and (b) are the waveforms of the output current detected by the current detector circuit 2 and the resonance voltage detected by the potential transformer 8, respectively. The output current waveform shown in FIG. 3 (a) is input into the phase comparator 31, a level comparison against a standard level is performed, and a signal waveform as shown in FIG. 3 (c) is selected [sic: should probably be "is obtained"]. The resonance voltage waveform shown in FIG. 3 (b), as well, is similarly inputted into the phase-locking circuit 3, a level comparison against a standard level is performed, and a signal waveform as shown in FIG. 3 (d) is obtained, and an exclusion OR of the signals obtained as shown in FIG. 3 (c) and (d) is taken, and a pulse signal as shown in FIG. 3 (e) is obtained. Voltage corresponding to the pulse signal thus obtained, which is to say the phase difference between the two input signals, is generated and supplied to the filter 32. The filter 32, which is constituted of a low pass filter or the like) eliminates the high-frequency component of the signal from the phase comparator 31 and also determines the synchronizing in response characteristics in the phase lock loop. The VCO 33 is comprised of an oscillator with the like, and it changes the oscillation frequency f according to the control voltage from the filter 32. In this way, the phase-locking circuit 3 uses the output current and the resonance voltage of the primary feeder 9 as input signals and supplies an oscillation frequency f to the power circuit 1 so that the output current and the resonating voltage phases coincide and adjusts the frequency of the high-frequency current.

0010

The following is a description of the power circuit 3. FIG. 4 is a simplified wiring diagram of the constitution of the power circuit 3. As shown in the drawing, the power circuit 1 comprises a control circuit 11, thyristor 12, drive circuit 13, and a current type inverter 14. The control circuit 11 uses the resonance frequency f from the phase-locking circuit 3 as the input signal and gener-

ates a signal to the thyristor 12 and a signal to the drive circuit 13 which drives the current type inverter 14. Power control is performed by signals to the thyristor 12 while PLL control is performed by signals to the drive circuit 13. The thyristor 12 outputs direct current power in response to the signal applied to the gate from the control circuit 11 from 3-phase alternating current. The drive circuit 13 outputs signals to drive the current type inverter 14 in response to signals from the control circuit 13 [sic: should read "11"] and the current type inverter 14 outputs a high-frequency current frequency f to the primary feeder 9. Although in this example, a current type inverter is used as the power circuit 1, a voltage type inverter may similarly be used.

0011

The control signal generating circuit 5 uses the difference between the resonance frequency f_0 in the power-receiving apparatus 10a~10n which has been subtracted by the subtraction circuit 4 and the oscillation frequency f which has been determined by the phase-locking circuit 3 as input signals and determines the inductance level adjusted by the inductance adjusting circuit 6 so that this difference remains within a specified range. Note that, as shown in FIG. 11, this specified range is the load resonance f range obtained by the power necessary for the power-receiving apparatus 10a ~10n,

$$-\Delta f < (f_0 - f) < \Delta f$$

or a range which is narrower than this. If the difference $(f_0 - f)$ is outside of this range and the difference is *price* [sic: typographical error for "plus/positive"?], which is to say that the resonance frequency f_0 is larger, a control signal to lower the inductance on the load side in the primary feeder is outputted to the inductance adjusting circuit 6. On the other hand, when it is outside of the aforementioned range and the difference which is inputted is minus, which is to say that the resonance frequency f_0 is smaller, a control signal to raise the inductance on the load side in order to reduce the load frequency f is outputted to the inductance adjusting circuit 6. The relationship between inductance L and the capacitor C resonance frequency is expressed by the following equation:

$$\text{Resonance frequency} = 1/(2\pi (C \cdot L)^{1/2}) \dots\dots\dots (1)$$

Therefore, using this equation, the control signal generating circuit 5 determines the amount of inductance adjustment.

0012

FIGS. 5 and 6 show the constitution of the inductance adjusting circuit 6. FIG. 5 shows the constitution when a variable reactor is used in the inductance adjusting circuit 6. In the drawing, callout 61 is the variable reactor. In this inductance adjusting circuit 7 [sic: "6"], the control circuit 62 adjusts the inductance value of the variable reactor 61 on the basis of control signals from the control signal generating circuit 5. Note that the variable reactor 61 is connected in series with the primary feeder. In this way, the load resonance f on the load side of the primary feeder can be finely adjusted through the use of a variable reactor 61.

0013

FIG. 6 shows a constitution wherein multiple groups of reactors and switches as indicated by callout 63a~63n are connected and used in series in the inductance adjusting circuit 6. In this inductance adjusting circuit 6, the control circuit 64 adjusts inductance according to on/off control of the switches which are connected in parallel to each reactor on the basis of control signals from the control signal generating circuit 5. Note that in this constitution, although only stepwise adjustment of the load-side load resonance f can be done in the primary feeder, the pattern in which control signals are generated by the control signal generating circuit 5 can be limited and the load on the control signal generating circuit 5 can be reduced. Note that in FIG. 1, it is acceptable for a subtraction circuit 4 to be included in the control signal generating circuit 5, and for it to use the resonance frequency f_0 of the load which supplies power from the primary feeder and the oscillation frequency f according to the phase-locking circuit 3 as input signals, finding the difference between this resonance frequency f_0 and the oscillation frequency f in the control signal generating circuit 5, and to supply control signals to the capacitor adjusting circuit 7 so that this difference signal is maintained within a specified range. Also, along with including a subtraction circuit 4, the control signal generating circuit 5 may also store the resonance frequency f_0 of the load which supplies power from the primary feeder 9 and with the oscillation frequency f according to the phase locking circuit 3 as an input signal, to find the difference between this resonance frequency f_0 and the oscillation frequency f , supplying control signals to the capacitor adjusting circuit 7 so that this difference signal remains within a specified range.

0014

Therefore, so that the difference between the inductance adjusting circuit 6 connected in series to the primary feeder 9, the resonance frequency f_0 in the resonance circuits of the power-receiving apparatus 10a~10n, and the oscillation frequency f as determined by the phase-locking circuit 3 in a primary power supply-side power device in a non-contact power supply is maintained within a specified range, and a load resonance tracking method is used wherein a control signal generating circuit 5 is further provided which generates control signals which are supplied to the inductance adjusting circuit. Thus, even when the inductance on the load side in the primary feeder, for example, varies according to the running and stopping of the power-receiving apparatus (transport vehicles), or according to their number, load resonance f can be maintained at a value close to the resonance frequency f_0 of the power-receiving apparatus and power can be efficiently supplied thereto.

0015

Embodiment 2

In contrast with the first embodiment, wherein the load resonance f is maintained within a specified range relative to the resonance frequency f_0 of the transport vehicles by adjusting the

inductance as a load-side circuit constant in the primary feeder, this is performed in this embodiment by adjusting the capacitor value as a circuit constant. FIG. 7 is a block diagram of the second embodiment of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply of this invention. In FIG. 7, the main constituent elements of this device are a power circuit 1, face-locking circuit 3, control signal generating circuit 5, and a capacitor adjusting circuit 7. The various callouts in FIG. 7 correspond to those in FIG. 1, so their explanation is omitted here. Moreover, although the primary feeder 1 is a distributed constant circuit which distributes inductance, In FIG. 1 as in FIG. 7, $L1 \sim Ln$ collectively expresses the inductance distributed at appropriate locations along the right-of-way. The following is a description of differences from the first embodiment.

0016

The capacitor adjusting circuit 7 is connected to the primary feeder 9 and it adjusts the capacitance of the entire primary feeder 9 based on control signals from the control signal generating circuit 5. The control signal generating circuit 5 uses resonance frequency f_0 in the power-receiving apparatus 10a ~ 10n S. calculated by the subtraction circuit 4 and the oscillation frequency f determined by the phase-locking circuit 3 as input signals and generates control signals supplied to the capacitor adjusting circuit 7 to maintain this inputted difference within a specified range. Therefore, the primary power supply-side power device in a non-contact power supply as shown in FIG. 7 adjusts the load-side capacitor of the primary feeder 9 in the capacitor adjusting circuit 7, adjusting the inductance $L1 \sim Ln$ generated by the power-receiving apparatus 10a~10n, and the load resonance f that is determined from the capacitor in the capacitor adjusting circuit 7 and the primary feeder-side fixed capacitor C so that primarily the frequency resonance frequency of the power-receiving apparatus 10a~10n remains within a specified range.

0017

The following is a detailed description of the control signal generating circuit 5 and the capacitor adjusting circuit 7 in this embodiment. The control signal generating circuit 5 uses the difference between the resonance frequency f_0 of the resonant circuits in the power-receiving apparatus 10a~10n and the oscillation frequency f determined by the phase-locking circuit 3 as an input signal and determines the capacitor value which is adjusted by the capacitor adjusting circuit 6 to maintain this difference within a specified range. The specified range referred to here is the load resonance f range necessary to obtain the power required by the power-receiving apparatus 10a~10n shown in FIG. 11, as in the first embodiment:

$$-\Delta f < (f_0 - f) < \Delta f$$

or a range which is smaller. If the difference $(f_0 - f)$ which is input is outside of this range and the difference is *price* [sic: typographical error for "plus/positive"?], which is to say that the resonance frequency f_0 is larger, a control signal to lower the control signal generating circuit 5 outputs a control signal to lower the load-side capacitor in order to increase the load resonance f to

the capacitor adjusting circuit 7. On the other hand, when it is outside of the aforementioned range and the difference which is inputted is minus, which is to say that the resonance frequency f_0 is smaller, a control signal to raise the capacitance on the load side in order to reduce the load frequency f is outputted to the capacitor adjusting circuit 7. The amount of capacitor adjustment is determined on the basis of Equation (1).

0018

The constitution of the capacitor adjusting circuit 7 is shown in FIGS. 8 and 9. FIG. 8 shows the constitution when a variable condenser is used in the capacitor adjusting circuit 7. In the drawing, callout 71 is a variable condenser. In this capacitor adjusting circuit 7, the control circuit 72 adjusts the capacitance of the variable condenser on the basis of control signals from the control signal generating circuit 5. Note that the variable condenser 71 is connected in parallel to the primary feeder. By employing a variable condenser 71 in this way, fine adjustments of the load resonance on the load side can be performed in the primary feeder.

0019

FIG. 9 shows a constitution wherein multiple groups of condensers and switches as indicated by callout 73a~73n are connected and used in series in the capacitor adjusting circuit 7. In this capacitor adjusting circuit 7, the control circuit 74 adjusts capacitance according to on/off control of the switches which are connected in parallel to each condenser on the basis of control signals from the control signal generating circuit 5. Note that in this constitution, although only stepwise adjustment of the load-side load resonance f can be done in the primary feeder, the pattern in which control signals are generated by the control signal generating circuit 5 can be limited and the load on the control signal generating circuit 5 can be reduced. Note that in FIG. 7, it is acceptable for a subtraction circuit 4 to be included in the control signal generating circuit 5, and for it to use the resonance frequency f_0 of the load which supplies power from the primary feeder and the oscillation frequency f according to the phase-locking circuit 3 as input signals, finding the difference between this resonance frequency f_0 and the oscillation frequency f in the control signal generating circuit 5, and to supply control signals to the capacitor adjusting circuit 7 so that this difference signal is maintained within a specified range. Also, along with including a subtraction circuit 4, the control signal generating circuit 5 may also store the resonance frequency f_0 of the load which supplies power from the primary feeder 9 and with the oscillation frequency f according to the phase locking circuit 3 as an input signal, to find the difference between this resonance frequency f_0 and the oscillation frequency f , supplying control signals to the capacitor adjusting circuit 7 so that this difference signal remains within a specified range.

0020

Therefore, so that the difference between the capacitor adjusting circuit 7 connected in parallel to the primary feeder 9, the resonance frequency f_0 in the resonance circuits of the

power-receiving apparatus 10a~10n, and the oscillation frequency f as determined by the phase-locking circuit 3 in a primary power supply-side power device in a non-contact power supply is maintained within a specified range, and a load resonance tracking method is used wherein a control signal generating circuit 5 is further provided which generates control signals which are supplied to the inductance adjusting circuit. Thus, even when the inductance on the load side in the primary feeder, for example, varies according to the running and stopping of the power-receiving apparatus (transport vehicles), or according to their number, load resonance f can be maintained at a value close to the resonance frequency f_0 of the power-receiving apparatus and power can be efficiently supplied thereto.

0021

The description of the foregoing two embodiments assumes multiple transport vehicles moving along a predetermined track as the power-receiving apparatus 10a~10n. Nevertheless, the effect of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply of the present invention may be obtained not only for transport vehicles serving as the power-receiving apparatus, and the effect of the efficient supply of electric power can be obtained if the load resonance of the primary feeder should vary for any reason at all and if the resonance frequency f_0 of the power-receiving apparatus is fixed.

0022

Effect of the Invention

As described above, the primary power supply-side power device in a non-contact power supply of the present invention offers the following effects. According to Claims 1-3, in the primary power supply-side power device in a non-contact power supply, a control-signal generating circuit uses the difference in resonance frequencies in a resonance circuit which receive power from the primary feeder and the oscillation frequency determined by the phase-locking circuit as an input signal, and generates a control signal supplied to the inductance adjusting circuit so that the input difference is maintained within a specified range, serving as a load resonance tracking method. Thus, even when the inductance on the load side in the primary feeder, for example, varies according to the running and stopping of the power-receiving apparatus (transport vehicles), or according to their number, load resonance can be maintained at a value close to the resonance frequency of the power-receiving apparatus and power can be efficiently supplied thereto.

0023

Moreover, the primary power supply-side power device in a non-contact power supply inventions disclosed in Claims 4 and 5, a control-signal generating circuit is provided which generates control signals which are supplied to a capacitor adjusting circuit so that the differences between the capacitor adjusting circuit which is connected to the primary feeder, the resonance

frequency f_0 in the power-receiving apparatus, and the oscillation frequency determined by the phase-locking circuit are maintained within a specified range, serving as a load resonance tracking method. Thus, even when the inductance on the load side in the primary feeder, for example, varies according to the running and stopping of the power-receiving apparatus (transport vehicles), or according to their number, load resonance can be maintained at a value close to the resonance frequency of the power-receiving apparatus and power can be efficiently supplied thereto.

Brief Description of the Drawings

- FIG. 1 Block diagram of a first embodiment of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply of this invention.
- FIG. 2 Constitution of the phase-locking circuit.
- FIG. 3 Drawing illustrating the operation of the phase comparator in the phase-locking circuit.
- FIG. 4 Connection drawing illustrating the constitution of the power circuit.
- FIG. 5 Drawing illustrating an example of the inductance adjusting circuit constitution.
- FIG. 6 Drawing illustrating another example of the inductance adjusting circuit constitution.
- FIG. 7 Block diagram of another embodiment of the primary power supply-side power device in a non-contact power supply of this invention.
- FIG. 8 Drawing illustrating an example of a capacitor adjusting circuit constitution.
- FIG. 9 Drawing illustrating another example of a capacitor adjusting circuit constitution.
- FIG. 10 Block drawing of a primary power supply-side power device in a non-contact power supply of this invention of the prior art.
- FIG. 11 Drawing illustrating the relationship between load resonance and power.

Symbols

- 1 Power circuit
- 2 Current detector circuit
- 3 Phase-locking circuit
- 4 Subtraction circuit
- 5 Control signal generating circuit
- 6 Inductance adjusting circuit
- 7 Capacitor adjusting circuit
- 8 Potential transformer
- 9 Primary feeder
- 10a~10n Power-receiving apparatus

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-155245

(43)公開日 平成11年(1999)6月8日

(51)Int.Cl.⁶

H 0 2 J 17/00

B 6 0 L 5/00

識別記号

F I

H 0 2 J 17/00

B 6 0 L 5/00

B

B

審査請求 未請求 請求項の数6 ○ L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願平9-321806

(22)出願日 平成9年(1997)11月21日

(71)出願人 000002059

神鋼電機株式会社

東京都江東区東陽七丁目2番14号

(72)発明者 奥野 敦

三重県伊勢市竹ヶ鼻町100番地 神鋼電機
株式会社伊勢事業所内

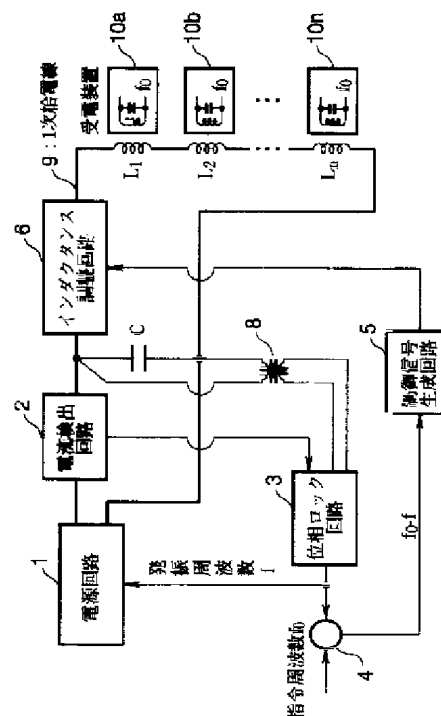
(74)代理人 弁理士 志賀 正武 (外11名)

(54)【発明の名称】 非接触給電における1次給電側電源装置

(57)【要約】

【課題】 1次給電線における負荷共振を追従し、受電装置の共振周波数に近づくように回路定数そのものの調整を行ない、受電装置における電力供給を効率的に行う。

【解決手段】 電源回路1は、発振周波数に関する入力信号に基づいて1次給電線9に高周波電流を供給する。位相ロック回路3は、1次給電線9における出力電流および共振電圧を入力信号とし、これらの位相が一致するように電源回路1に供給される発振周波数を決定する。インダクタンス調整回路6は、1次給電線9に接続され、制御信号に基づき1次給電線9全体のインダクタンス値を調整する。そして、制御信号生成回路5は、1次給電線9から電力を受ける受電装置10a～10n内の共振回路における共振周波数と位相ロック回路3により決定された発振周波数との差を入力信号とし、この入力された差が所定範囲になるように、インダクタンス調整回路6に供給する制御信号を生成する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 1次給電線に高周波電流を供給する電源回路と、

前記1次給電線における出力電流および共振電圧を入力信号とし、該出力電流と共振電圧の位相が一致するように前記電源回路に発振周波数を供給し前記高周波電流の周波数を調整する位相ロック回路と、

前記1次給電線に接続され給電線全体のインダクタンス値を調整するインダクタンス調整回路と、

前記1次給電線から電力を供給される負荷の共振周波数と前記位相ロック回路による発振周波数との差を求め、この差信号が所定範囲にあるように前記インダクタンス調整回路へ制御信号を供給する制御信号生成回路とを備えたことを特徴とする非接触給電における1次給電側電源装置。

【請求項2】 前記インダクタンス調整回路は、前記1次給電線に対して直列に接続される可変リアクトルを備え、前記制御信号に応じて給電線全体のインダクタンス値を調整することを特徴とする請求項1に記載の非接触給電における1次給電側電源装置。

【請求項3】 前記インダクタンス調整回路は、前記1次給電線に対して直列に接続される1以上のリアクトルと、前記各リアクトルに対して並列に接続されたスイッチとを備え、前記制御信号に応じて前記スイッチのオン、オフを行うことにより給電線全体のインダクタンス値を調整することを特徴とする請求項1に記載の非接触給電における1次給電側電源装置。

【請求項4】 1次給電線に高周波電流を供給する電源回路と、前記1次給電線における出力電流および共振電圧を入力信号とし、該出力電流と共振電圧の位相が一致するように前記電源回路に発振周波数を供給し前記高周波電流の周波数を調整する位相ロック回路と、前記1次給電線に接続され給電線全体のキャパシタ値を調整するキャパシタ調整回路と、前記1次給電線から電力を供給される負荷の共振周波数と前記位相ロック回路による発振周波数との差を求め、この差信号が所定範囲にあるように前記キャパシタ調整回路へ制御信号を供給する制御信号生成回路とを備えたことを特徴とする非接触給電における1次給電側電源装置。

【請求項5】 前記キャパシタ調整回路は、前記1次給電線に並列に接続される可変コンデンサを備え、前記制御信号に応じて給電線全体のキャパシタ値を調整することを特徴とする請求項4に記載の非接触給電における1次給電側電源装置。

【請求項6】 前記キャパシタ調整回路は、前記1次給電線に対して並列に接続される1以上のコン

デンサと、前記各コンデンサに対して直列に接続されたスイッチとを備え、

前記制御信号に応じて前記スイッチのオン、オフを行うことにより給電線全体のキャパシタ値を調整することを特徴とする請求項4に記載の非接触給電における1次給電側電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、1次給電線を介して電力を供給する非接触給電における1次給電側電源装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】電力を供給する側の1次給電線に高周波電流を流すと、電力を受ける受電装置内に設けられた2次巻線が1次給電線において発生する磁界と磁氣的に結合され、電圧が誘導される。この原理を利用して、1次給電線から2次巻線に非接触で電力を供給することを非接触給電と呼ぶ。図10は、非接触給電における1次給電側電源装置の一従来例を示した図である。この装置は、電源回路1と、位相ロック回路3を主な構成要素としている。ここで、電源回路1は、高周波インバータ等により構成され、位相ロック回路3から送られる発振周波数 f に関する入力信号に基づいて非接触給電のための1次給電線9に高周波電流を供給する。また、位相ロック回路3は、1次給電線9における出力電流および共振電圧を入力信号とし、出力電流と共振電圧の位相が一致するように電源回路1に与える発振周波数 f を決定する。ここで、入力される出力電流はカレント・トランスフォーマ等の電流検出部2により検出され、共振電圧はポテンシャル・トランスフォーマ8により検出される。このように位相ロック回路3で位相が一致するようにロックするのは、1次給電線と非接触給電により電力を受ける受電装置10a～10n間で生じるインダクタンス $L1\sim Ln$ およびキャパシタ C からなる負荷側のLC共振周波数である負荷共振 f に同調して周波数制御を行うためであり、電力供給の効率を向上させるためである。なお、1次給電線9は分布定数回路であり、インダクタンスが分布しているが、これを図10において、線路の適当個所にインダクタンス $L1\sim Ln$ として集中して表わしている。ところで、電力の供給を受ける受電装置10a～10nとしては、あらかじめ決められた軌道を移動する複数の搬送車等が考えられ、この場合、1次給電線9は、この軌道に沿って設置されることになる。なお、受電装置10a～10n内に設ける2次巻線は、有効電力をあげるために共振回路となっている。また、共振回路の構成を簡単にするために、一般にその共振周波数は固定となっている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】ところで、複数台の搬

送車が存在する非接触給電を利用した搬送システムにおいては、搬送車（受電装置）は運行・停止を行ない、しかも、軌道上における搬送車の台数が変化する場合もある。このように搬送車の運行・停止、台数の変化により1次給電線側のインダクタンス L が変化する。すなわち、図10に示すインダクタンス $L_1 \sim L_n$ の値が変化し、その結果負荷共振 f の値が変化することになる。そのため、搬送車の共振周波数 f_0 と1次給電線9側の負荷共振 f とがずれ、効率的な電力の供給ができなくなる。すなわち、図11に示すように1次給電線側の負荷共振 f が搬送車の共振周波数 f_0 とずればずれるほど、搬送車に供給される電力が少なくなる。そして、搬送車において必要となる必要電力を得るための負荷共振 f の範囲 $f_0 \pm \Delta f$ から外れてしまうと、搬送車の運行に支障が生じてしまうという問題も生じる。この問題を解決するために、搬送車側の共振周波数 f_0 を負荷共振 f にあわせるために、例えば搬送車側のキャパシタを微調整する機能を持たせてもよいが、搬送車ごとにこの機能が必要となり、コストが高くなってしまふ。

【0004】本発明はこのような事情に鑑みてなされたもので、負荷共振 f を追尾し、受電装置の共振周波数 f_0 に近づくよう1次給電線の回路定数そのものを調整することで、受電装置における電力供給を効率的に行える非接触給電における1次給電側電源装置を提供することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明のうち請求項1に記載の発明は、1次給電線に高周波電流を供給する電源回路と、前記1次給電線における出力電流および共振電圧を入力信号とし、該出力電流と共振電圧の位相が一致するように前記電源回路に発振周波数を供給し前記高周波電流の周波数を調整する位相ロック回路と、前記1次給電線に接続され給電線全体のインダクタンス値を調整するインダクタンス調整回路と、前記1次給電線から電力を供給される負荷の共振周波数と前記位相ロック回路による発振周波数との差を求め、この差信号が所定範囲にあるように前記インダクタンス調整回路へ制御信号を供給する制御信号生成回路とを備えたことを特徴とする非接触給電における1次給電側電源装置である。また、請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の非接触給電における1次給電側電源装置において、前記インダクタンス調整回路が、前記1次給電線に対して直列に接続される可変リアクトルを備え、前記制御信号に応じて給電線全体のインダクタンス値を調整することを特徴としている。また、請求項3に記載の発明は、請求項1に記載の非接触給電における1次給電側電源装置において、前記インダクタンス調整回路が、前記1次給電線に対して直列に接続される1以上のリアクトルと、前記各リアクトルに対して並列に接続されたスイッチとを備え、前記制御信号に応じて前記ス

イッチのオン、オフを行うことにより給電線全体のインダクタンス値を調整することを特徴としている。

【0006】次に、請求項4に記載の発明は、1次給電線に高周波電流を供給する電源回路と、前記1次給電線における出力電流および共振電圧を入力信号とし、該出力電流と共振電圧の位相が一致するように前記電源回路に発振周波数を供給し前記高周波電流の周波数を調整する位相ロック回路と、前記1次給電線に接続され給電線全体のキャパシタ値を調整するキャパシタ調整回路と、前記1次給電線から電力を供給される負荷の共振周波数と前記位相ロック回路による発振周波数との差を求め、この差信号が所定範囲にあるように前記キャパシタ調整回路へ制御信号を供給する制御信号生成回路とを備えたことを特徴とする非接触給電における1次給電側電源装置である。また、請求項5に記載の発明は、請求項4に記載の非接触給電における1次給電側電源装置において、前記キャパシタ調整回路が、前記1次給電線に並列に接続される可変コンデンサを備え、前記制御信号に応じて給電線全体のキャパシタ値を調整することを特徴としている。また、請求項6に記載の発明は、請求項4に記載の非接触給電における1次給電側電源装置において、前記キャパシタ調整回路が、前記1次給電線に対して並列に接続される1以上のコンデンサと、前記各コンデンサに対して直列に接続されたスイッチとを備え、前記制御信号に応じて前記スイッチのオン、オフを行うことにより給電線全体のキャパシタ値を調整することを特徴としている。

【0007】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施形態による非接触給電における1次給電側電源装置を図面を参照して説明する。

（第1の実施の形態）図1は、本発明の一実施形態による非接触給電における1次給電側電源装置のブロック図である。図1よりこの装置は、電源回路1と、位相ロック回路3と、制御信号生成回路5と、インダクタンス調整回路6とを主な構成要素としている。ここで、電源回路1は、位相ロック回路3からの発振周波数 f に関する入力信号に基づいて非接触給電のための1次給電線9（図において太い線で示す）に高周波電流を供給するもので、高周波インバータ等により構成される。位相ロック回路3は、1次給電線9における出力電流および共振電圧を入力信号とし、この出力電流と共振電圧の位相が一致するように電源回路1に供給する発振周波数 f を調整する。すなわち、1次給電線における負荷であるインダクタンスの変化によるLC共振周波数の変化に追従して電源回路1による電流周波数を変更する。ここで、入力される出力電流はカレント・トランスフォーマ等の電流検出部2により検出され、共振電圧はポテンシャル・トランスフォーマ8等により検出される。このように位相ロック回路3で位相が一致するようにロックするの

は、1次給電線と非接触給電により電力を受ける受電装置10a～10n間で生じるインダクタンス $L_1 \sim L_n$ およびキャパシタCからなる負荷側のLC共振周波数（以下「負荷共振」と呼ぶ）に同調して周波数制御を行うためである。すなわち、この回路により電源回路1における電流の発振周波数が負荷共振 f と一致するように調整される。なお、1次給電線9は分布定数回路であり、インダクタンスが分布しているが、これを図1において、線路の適当個所にインダクタンス $L_1 \sim L_n$ として集中して表わしている。

【0008】また、インダクタンス調整回路6は、1次給電線9に接続され、制御信号生成回路5からの制御信号に基づき1次給電線9全体のインダクタンス値を調整する。そして、制御信号生成回路5は、1次給電線9から電力を供給させる受電装置10a～10n内に設けられた共振回路における共振周波数 f_0 、すなわち1次給電線9から電力を供給させる負荷の共振周波数 f_0 と、位相ロック回路3により決定された発振周波数 f との差を入力信号とし、この入力された差が所定範囲にあるように、インダクタンス調整回路6に供給する制御信号を生成する。なお、この差 $(f_0 - f)$ は、減算回路4において演算される。すなわち、図1に示す非接触給電における1次給電側電源装置により、制御信号生成回路5からの制御信号に基づいて、インダクタンス調整回路6においてインダクタンスが調整され、受電装置10a～10nにより生じるインダクタンス $L_1 \sim L_n$ 、インダクタンス調整回路6でのインダクタンスおよび1次給電線側のキャパシタCから決定される負荷共振 f が、受電装置10a～10nの共振周波数 f_0 を中心とした所定範囲内になるように調整される。なお、以下では電力の供給を受ける受電装置10a～10nとして、あらかじめ決められた軌道を移動する複数の搬送車を想定し、1次給電線9はこの軌道に沿って設置されているものとする。また、受電装置10a～10n内に設ける2次巻線は、有効電力をあげるために共振回路となっており、その共振周波数 f_0 は固定であるものとする。

【0009】次に、この非接触給電における1次給電側電源装置を構成する各回路についてより詳細に説明する。図2は、位相ロック回路3の構成の一例を示したものであり、位相比較器31、フィルタ32、VCO (Voltage Controlled Oscillator: 電圧制御発信器) 33により構成される。この回路はいわゆるフェーズ・ロック・ループ (Phase Lock Loop: PLL) になっており、出力電流と共振電圧の周波数の位相を一致させる、すなわち0度ロックのPLLである。以下に、位相ロック回路3を構成する位相比較器31、フィルタ32、VCO 33について簡単に説明する。図3は、位相ロック回路3における位相比較器31の動作を説明するための図である。なお、図3(a)(b)は、それぞれ電流検出回路2により検出された出力電流、および、ポテンシャル

・トランスフォーマ8により検出された共振電圧の波形である。図3(a)に示す出力電流の波形は、位相比較器31に入力され、基準レベルとレベルの比較が行われ図3(c)のような信号波形が選られる。図3(b)に示す共振電圧の波形も、同様に位相ロック回路3に入力され基準レベルとレベルの比較が行われ図3(d)のような信号波形が得られる。そして、位相比較器31において、図3(c)と(d)に示すような得られた信号の排他論理和がとられ、図3(e)に示すようなパルス信号を得る。そして、得られたパルス信号、すなわち2つの入力信号の位相差に対応するような電圧を発生し、フィルタ32に供給する。フィルタ32では、低域通過フィルタ等により構成され、位相比較器31からの信号の高周波成分を除去するとともに、フェーズ・ロック・ループにおける同期特性や応答特性を決定する。VCO 33は発振器等により構成され、フィルタ32からの制御電圧によって発振周波数 f を変化させる。以上により位相ロック回路3では、1次給電線9における出力電流および共振電圧を入力信号とし、この出力電流と共振電圧の位相が一致するように電源回路1に発振周波数 f を供給し高周波電流の周波数を調整する。

【0010】次に電源回路3について説明する。図4は、電源回路3の構成を示した単線結線図である。図に示すように電源回路1は、制御回路11、サイリスタ12、ドライブ回路13、電流型インバータ14により構成される。制御回路11は、位相ロック回路3からの発振周波数 f を入力信号とし、この信号に基づいて、サイリスタ12のゲートへの信号および、電流型インバータ14をドライブするドライブ回路13への信号を生成する。なお、サイリスタ12への信号によりパワー制御を行い、ドライブ回路13への信号によりPLL制御を行うことになる。サイリスタ12は3相の交流から、制御回路11からゲートに加えられる信号に応じたパワーの直流を出力する。ドライブ回路13は、制御回路13からの信号に応じて電流型インバータ14をドライブするための信号を出力し、この信号により、電流型インバータ14は、周波数 f の高周波電流を1次給電線9に対して出力する。なお、ここでは、電源回路1として、電流型インバータを用いた例を示したが、電圧型インバータでも同様のことが可能である。

【0011】制御信号生成回路5は、減算回路4において減算された受電装置10a～10nにおける共振周波数 f_0 と位相ロック回路3で決定された発振周波数 f との差を入力信号とし、この差が所定範囲となるように、インダクタンス調整回路6で調整されるインダクタンス値の決定を行う。なお、ここでの所定範囲は、図11に示すように、受電装置10a～10nで必要となる必要電力が得られる負荷共振 f の範囲で、

$$-\Delta f < (f_0 - f) < \Delta f$$

の範囲もしくはこれよりも狭い範囲であるものとする。

なお、制御信号生成回路5は、差 $(f_0 - f)$ が上述の範囲外であって、その差がプラスの場合、すなわち共振周波数 f_0 の方が大きい場合には、負荷共振 f を上げるために1次給電線における負荷側のインダクタンスを下げる制御信号をインダクタンス調整回路6に対して出力する。一方、上述の範囲外であって、入力される差が

$$\text{共振周波数} = 1 / \{ 2\pi (C \cdot L)^{1/2} \} \cdots (1)$$

である。よって、この式を利用して、制御信号生成回路5は、インダクタンスの調整量を決定する。

【0012】次に、インダクタンス調整回路6の構成図を図5、図6に示す。図5は、インダクタンス調整回路6において、可変リアクトルを使用した場合の構成を示す図である。図において、符号61が可変リアクトルである。このインダクタンス調整回路7において、制御回路62は制御信号生成回路5からの制御信号に基づき、可変リアクトル61のインダクタンス値の調整を行う。なお、可変リアクトル61は、1次給電線に対して直列に接続される。このように、可変リアクトル61を用いることで、1次給電線における負荷側の負荷共振 f を細かく調整することが可能となる。

【0013】図6は、インダクタンス調整回路6において、符号63a～63nに示すようにリアクトルとスイッチとを組にしたもの複数直列に接続したものを使用した場合の構成を示す図である。このインダクタンス調整回路6において、制御回路64は制御信号生成回路5からの制御信号に基づき、各リアクトルに並列に接続されたスイッチのオン・オフを制御することによりインダクタンス値の調整を行う。なお、このような構成では、1次給電線における負荷側の負荷共振 f を段階的にしか調整できないが、制御信号生成回路5における制御信号の発生パターンを限定でき、制御信号生成回路5における負荷を減らすことが可能になる。なお、図1において、制御信号生成回路5には減算回路4が含まれ、1次給電線9から電力を供給される負荷の共振周波数 f_0 と位相ロック回路3による発振周波数 f とを入力信号とし、制御信号生成回路5において、この共振周波数 f_0 と発振周波数 f との差を求め、この差信号が所定範囲にあるようにキャパシタ調整回路7への制御信号を供給するものとしてもよい。あるいは、制御信号生成回路5は減算回路4を含むとともに1次給電線9から電力を供給される負荷の共振周波数 f_0 を記憶しており、位相ロック回路3による発振周波数 f とを入力信号としてこの共振周波数 f_0 と発振周波数 f との差を求め、この差信号が所定範囲にあるようにキャパシタ調整回路7への制御信号を供給するものとしてもよい。

【0014】以上のように、非接触給電における1次給電側電源装置において、1次給電線9に対して直列に接続されるインダクタンス調整回路6と、受電装置10a～10n内の共振回路における共振周波数 f_0 と位相ロック回路3により決定された発振周波数 f との差が所定

マイナスの場合、すなわち共振周波数 f_0 の方が小さい場合には、負荷共振 f を下げるために負荷側のインダクタンスを上げる制御信号をインダクタンス調整回路6に対して出力する。ところで、インダクタンス L とキャパシタ C と共振周波数との関係は、

範囲になるように、インダクタンス調整回路に供給する制御信号を生成する制御信号生成回路5とをさらに設け、負荷共振追尾方式とする。これにより、受電装置（搬送車）の台数や走行・停止によりたとえ1次給電線における負荷側のインダクタンスが変わったとしても、負荷共振 f を受電装置における共振周波数 f_0 に近い値とすることができ、受電装置に対して電力供給を効率的に行える。

【0015】（第2の実施の形態）第1の実施の形態では、1次給電線における負荷側の回路定数としてインダクタンスを調整することにより、負荷共振 f が搬送車の共振周波数 f_0 に対して所定範囲内になるように調整していたが、本実施の形態では、回路定数としてキャパシタ値を調整することにより実現する。図7は、本発明の第2の実施形態による非接触給電における1次給電側電源装置のブロック図である。図7よりこの装置は、電源回路1と、位相ロック回路3と、制御信号生成回路5と、キャパシタ調整回路7とを主な構成要素としている。なお、図7において図1の各部に対応する部分には同一の符号を付け、その説明を省略する。また、1次給電線9は分布定数回路であり、インダクタンスが分布しているが、これを図1と同様に図7においても、線路の適当個所にインダクタンス $L_1 \sim L_n$ として集中して表わしている。以下では、第1の実施の形態との相違点について説明する。

【0016】キャパシタ調整回路7は、1次給電線9に接続され、制御信号生成回路5からの制御信号に基づき1次給電線9全体のキャパシタ値を調整する。そして、制御信号生成回路5は、減算回路4において演算される受電装置10a～10nにおける共振周波数 f_0 と位相ロック回路3により決定された発振周波数 f との差を入力信号とし、この入力された差が所定範囲にあるように、キャパシタ調整回路7に供給する制御信号を生成する。すなわち、図7の非接触給電における1次給電側電源装置により、キャパシタ調整回路7において1次給電線9における負荷側のキャパシタが調整され、受電装置10a～10nにより生じるインダクタンス $L_1 \sim L_n$ 、キャパシタ調整回路7でのキャパシタおよび1次給電線側の固定のキャパシタ C から決定される負荷共振 f が、受電装置10a～10nの共振周波数 f_0 を中心とした所定範囲内になるように調整される。

【0017】次に、本実施例における制御信号生成回路5とキャパシタ調整回路7について詳細に説明する。制

御信号生成回路5は、受電装置10a～10nにおける共振回路の共振周波数 f_0 と位相ロック回路3で決定された発振周波数 f との差を入力信号とし、この差が所定範囲となるように、キャパシタ調整回路6で調整されるキャパシタ値の決定を行う。なお、ここでの所定範囲は、第1の実施例と同様に、図11に示す受電装置10a～10nで必要となる必要電力が得られる負荷共振 f の範囲で、

$$-\Delta f < (f_0 - f) < \Delta f$$

の範囲もしくはこれよりも狭い範囲であるものとする。なお、制御信号生成回路5は、入力される差 $(f_0 - f)$ が上述の範囲外であって、その差がプラスの場合、すなわち共振周波数 f_0 の方が大きい場合には、負荷共振 f を上げるために負荷側のキャパシタを下げる制御信号をキャパシタ調整回路7に対して出力する。一方、上述の範囲外であって、その差がマイナスの場合、すなわち共振周波数 f_0 の方が小さい場合には、負荷共振 f を下げるために負荷側のキャパシタを上げる制御信号をキャパシタ調整回路7に対して出力する。なお、キャパシタの調整量は、式(1)にもとずいて決定される。

【0018】次に、キャパシタ調整回路7の構成図を図8、図9に示す。図8は、キャパシタ調整回路7において、可変コンデンサを使用した場合の構成を示す図である。図において、符号71が可変コンデンサである。このキャパシタ調整回路7において、制御回路72は制御信号生成回路5からの制御信号に基づき、可変コンデンサ71のキャパシタ値の調整を行う。なお、可変コンデンサ71は、1次給電線に対して並列に接続される。このように、可変コンデンサ71を用いることで、1次給電線における負荷側の負荷共振を細かく調整することが可能になる。

【0019】図9は、キャパシタ調整回路7において、符号73a～73nに示すようにコンデンサとスイッチとを組にしたもの複数並列に接続したものを使用した場合の構成を示す図である。このキャパシタ調整回路7において、制御回路74は制御信号生成回路5からの制御信号に基づき、各コンデンサに直列に接続されたスイッチのオン・オフを制御することによりキャパシタ値の調整を行う。なお、このような構成では、1次給電線における負荷側の負荷共振 f を段階的にしか調整できないが、制御信号生成回路5における制御信号の発生パターンを限定でき、制御信号生成回路5における負荷を減らすことが可能になる。なお、図7において、制御信号生成回路5には減算回路4が含まれ、1次給電線9から電力を供給される負荷の共振周波数 f_0 と位相ロック回路3による発振周波数 f とを入力信号とし、制御信号生成回路5において、この共振周波数 f_0 と発振周波数 f との差を求め、この差信号が所定範囲にあるようにキャパシタ調整回路7への制御信号を供給するものとしてもよ

い。あるいは、制御信号生成回路5は減算回路4を含むとともに1次給電線9から電力を供給される負荷の共振周波数 f_0 を記憶しており、位相ロック回路3による発振周波数 f とを入力信号としてこの共振周波数 f_0 と発振周波数 f との差を求め、この差信号が所定範囲にあるようにキャパシタ調整回路7への制御信号を供給するものとしてもよい。

【0020】以上のように、非接触給電における1次給電側電源装置において、1次給電線9に対して並列に接続されるキャパシタ調整回路7と、受電装置10a～10nにおける共振周波数 f_0 と位相ロック回路3により決定された発振周波数 f との差が所定範囲になるように、キャパシタ調整回路7に供給する制御信号を生成する制御信号生成回路5とをさらに設け、負荷共振追尾方式とする。これにより、受電装置(搬送車)の台数や走行・停止によりたとえ負荷側のインダクタンスが変わったとしても、負荷共振 f を受電装置における共振周波数 f_0 に近い値とすることができ、受電装置に対して電力供給を効率的に行えることができるようになる。

【0021】なお、上記2つの実施例において、受電装置10a～10nとして、あらかじめ決められた軌道を移動する複数の搬送車を想定して説明した。しかし、本発明の非接触給電における1次給電側電源装置は、受電装置が搬送車の場合において効果が得られるのみでなく、1次給電線における負荷共振がなんらかの理由で変化し、かつ、受電装置における共振周波数 f_0 が固定の場合であれば、効率的に電力を供給することができるという効果を得ることができる。

【0022】

【発明の効果】以上説明したように、本発明による非接触給電における1次給電側電源回路によれば、下記の効果を得ることができる。請求項1から3に記載の発明によれば、本発明による非接触給電における1次給電側電源回路は、非接触給電における1次給電側電源装置において、1次給電線に対して接続されるインダクタンス調整回路と、受電装置における共振周波数と位相ロック回路により決定された発振周波数との差が所定範囲になるように、インダクタンス調整回路に供給する制御信号を生成する制御信号生成回路とをさらに設け、負荷共振追尾方式としている。これにより、受電装置(搬送車)の台数や走行・停止によりたとえ負荷側のインダクタンスが変わったとしても、負荷共振を受電装置における共振周波数に近い値とすることができ、受電装置に対して電力供給を効率的に行える。

【0023】また、請求項4から5に記載の発明によれば、本発明による非接触給電における1次給電側電源回路は、1次給電線に対して接続されるキャパシタ調整回路と、受電装置における共振周波数 f_0 と位相ロック回路により決定された発振周波数との差が所定範囲になるように、キャパシタ調整回路に供給する制御信号を生成

する制御信号生成回路とをさらに設け、負荷共振追尾方式としている。これにより、受電装置（搬送車）の台数や走行・停止によりたとえ負荷側のインダクタンスが変ったとしても、負荷共振を受電装置における共振周波数に近い値とすることができ、受電装置に対して電力供給を効率的に行えることができるようになる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明の一実施形態による非接触給電における1次給電側電源装置のブロック図である。

【図2】 位相ロック回路の構成図である。

【図3】 位相ロック回路における位相比較器の動作を説明するための図である。

【図4】 電源回路の構成を示した単線結線図である。

【図5】 インダクタンス調整回路の構成例を示した図である。

【図6】 インダクタンス調整回路の他の構成例を示した図である。

【図7】 本発明の他の実施形態による非接触給電における1次給電側電源装置のブロック図である。

【図8】 キャパシタ調整回路の構成例を示した図である。

【図9】 キャパシタ調整回路の他の構成例を示した図である。

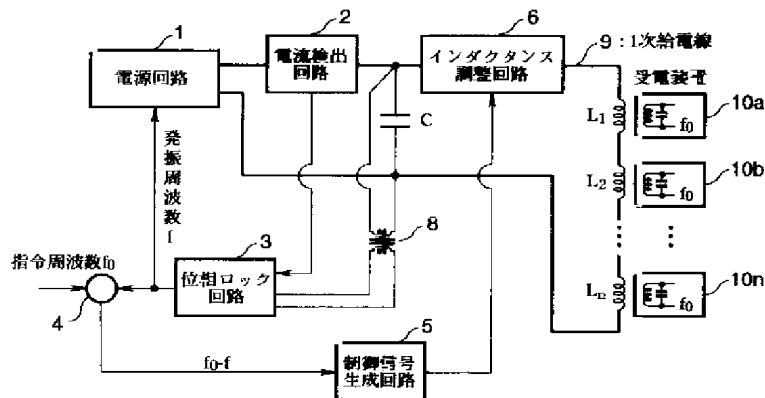
【図10】 非接触給電における1次給電側電源装置の一従来例のブロック図である。

【図11】 負荷共振と電力との関係を示した図である。

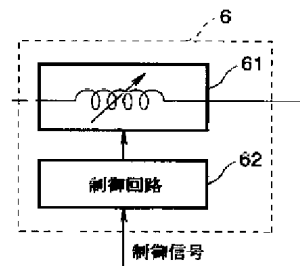
【符号の説明】

- | | |
|-------------|-------------------|
| 1 電源回路 | 2 電流検出回路 |
| 3 位相ロック回路 | 4 減算回路 |
| 5 制御信号生成回路 | 6 インダクタンス調整回路 |
| 7 キャパシタ調整回路 | 8 ポテンシャル・トランスフォーマ |
| 9 1次給電線 | 10a～10n 受電装置 |

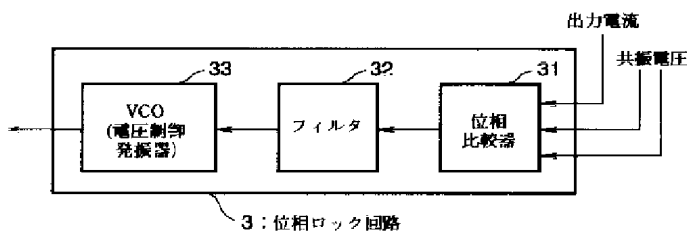
【図1】



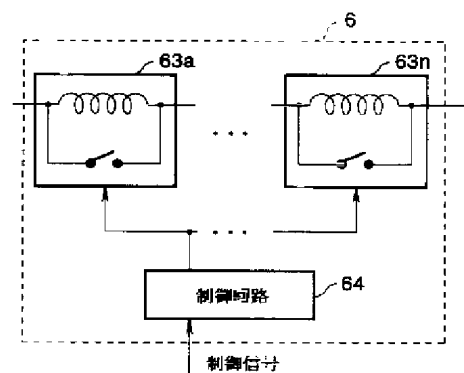
【図5】



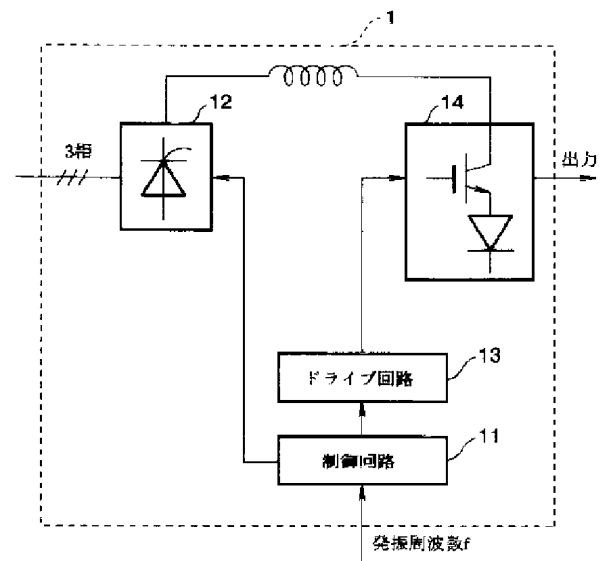
【図2】



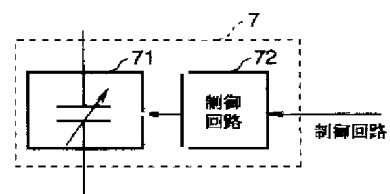
【図6】



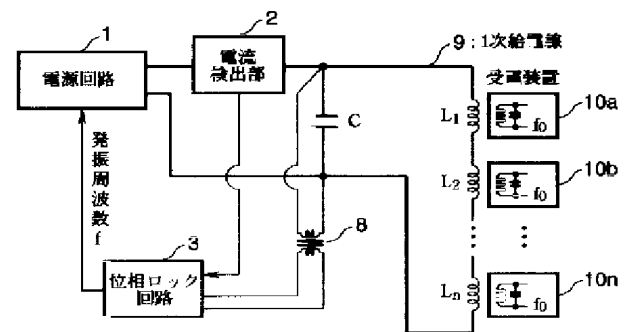
【図4】



【例8】



【図 10】



【図 1 1】

